RAZzies

Maandblad van de Radio Amateurs Zoetermeer



April 2019

Met in dit nummer:

- L-C-R-ESR meter (B)
- FT8, wondermode of niet
- Opa Vonk: PIN-dioden
- Eén-transistor morse keyer
- Eén-transistor 80-40m ontvanger
- Afdelingsnieuws

Colofon

RAZzies is een uitgave van de Radio Amateurs Zoetermeer. Bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer vinden plaats op elke tweede en vierde woensdag van de maanden september - juni om 20:00 uur in het clubhuis van de Midgetgolfclub Zoetermeer in het Vernède sportpark in Zoetermeer.

Website:

http://www.pi4raz.nl

Redactie:

Frank Waarsenburg
PA3CNO
pa3cno@pi4raz.nl

Eindredactie:

Robert de Kok
PA2RDK
pa2rdk@pi4raz.nl

Informatie:

info@pi4raz.nl

Kopij en op- of aanmerkingen kunnen verstuurd worden naar razzies@pi4raz.nl

Nieuwsbrief:

http://pi4raz.nl/maillist/subscribe.php

Van de redactie

Ten tijde van dit schrijven is de lente begonnen en de zomertijd bijna alweer ingegaan. De shack wordt ingeruild voor de tuin, het balkon of de camping, en tot het wederkeren van de donkere dagen gaan de activiteiten voor de meeste amateurs weer op een lager pitje. Hoewel - het wordt natuurlijk uitstekend weer om de hobby buiten voort te zetten. Daarvoor zijn mogelijkheden genoeg. Bijvoorbeeld door SOTA activatie: Nederland kent ook internationaal erkende "bergen" die je met een QRP set op batterij kunt "bedwingen" om QSO's te maken! En anders wel IOTA: Islands on the Air. Een dagje of weekend naar de Waddeneilanden en je kunt EU-038 activeren voor de IOTA jagers. Maar ook gewoon een verbinding maken in het veld geeft veel voldoening. Bijkomend voordeel is dat het stoorniveau in het veld over het algemeen een heel stuk lager is dan thuis, tussen de reutelende LED-lampen en omvormers van zonnepanelen.

Ook wij gaan in april het veld opzoeken: en wel in ons inmiddels traditioneel jaarlijkse uitje naar Liechtenstein. Aangezien het winterseizoen dan inmiddels afgelopen is, is het hele dal verlaten waardoor we in alle rust weer kunnen experimenteren met antennes en andere radio gerelateerde activiteiten. En daar is het ook uitermate vrij van storing. Over onze komende expeditie lees je meer in het afdelingsnieuws.

L-C-R-ESR meter

Ik maak al sinds jaar en dag gebruik van een simpele LC meter, zie deze link. Deze bestond uit een oscillatorschakeling met een OpAmp en een PIC16F84, later omgekat naar de PIC16F628. Prima metertje, veel plezier van gehad, maar het grote nadeel was (vooral) het beperkte meetbereik voor condensatoren. Boven de ongeveer 80nF doet hij het gewoon niet goed meer. Dus was ik eens op zoek gegaan naar een alternatief ontwerp, liefst met een Arduino, die een groter meetbereik had. Uiteindelijk vond ik een ontwerp dat zelfinducties tot in het Henry bereik zou moeten kunnen meten, capaciteiten tot 100uF en weerstan-

L-C-R-ESR meter

I have been using a simple LC meter for years, see this link. This meter consisted of an oscillator circuit with an OpAmp and a PIC16F84 microprocessor, later ported to the PIC16F628 processor. Great piece of equipment, I had a lot of fun with it, but the big disadvantage was (especially) the limited measuring range for capacitors. When measuring capacitors above 80nF it just does not work well anymore. So I started looking for an alternative design, preferably with an Arduino, which should have a larger measuring range. Eventually I found a design that should be able to measure inductances up to the Henry range, capacitors up to 100µF and resistances up to 1MΩ. That was more

den tot 1MΩ. Dat begon er op te lijken.

Toen ik dat op de club vertelde, zei Mans PA2HGJ: “oh mooi, kan hij ook ESR meten?”

Daar had ik nog nooit over nagedacht. ESR staat voor Equivalent Series Resistance, en dat is een maat voor de verliezen van een - meestal elektrolytische - condensator. Dat is vooral van belang bij toepassingen in voedingen, en een slechte ESR waarde levert in het gunstigste geval een warme, en in het slechtste geval een ontplofte condensator op. Nog afgezien van wat het voor de werking van het geheel betekent. Dus ging ik op zoek naar een ESR meter met Arduino, en uiteindelijk belandde ik op een forum waar in 8 pagina’s de hele evolutie van een ESR meter beschreven werdt.

Om te beginnen moesten de schema’s van de twee meters gecombineerd worden tot één geheel. Hoe die schema's er origineel uitzagen, zie je op de volgende bladzijde. Dat betekende schuiven met I/O poortjes, en straks ook schuiven met de definities in de software. Daarnaast veranderde ik het standaard LCD display met 4-draads parallel aansluiting door een I^{2}C exemplaar. Veel minder geklooi met draadjes, en dat was me in mijn automatische antennetuner uitstekend bevallen, waarna ik een zak van die I^{2}C displays had besteld bij Ali.

Wat ik ook veranderde, was de DUT (Device Under Test) aansluiting. Elk te meten component vereiste zijn eigen aansluitmethode zoals je in de schema's ziet, en dat zou betekenen dat er zes stekkerbussen op het front zouden moeten komen, met kans op fouten bij het aansluiten. Bovendien maakt de ESR meting eigenlijk gebruik van de 4-draads meetmethode, al zijn het er in deze opzet maar 3. Daarom breidde ik het schema uit met zes relais, zodat er maar twee stekkerbussen voor de DUT nodig zijn. Wil je de relais niet, dan kan je alsnog 6 stekkerbussen op de frontplaat zetten. Voor de relais gebruikte ik Songle Form C relais van Ali, omdat ik daar een krat van gekocht had voor mijn antennetuner en die had ik dus op

what I was looking for.

When I discussed my plans at our radio club, Mans PA2HGJ said: “ah great, can it also measure ESR?”

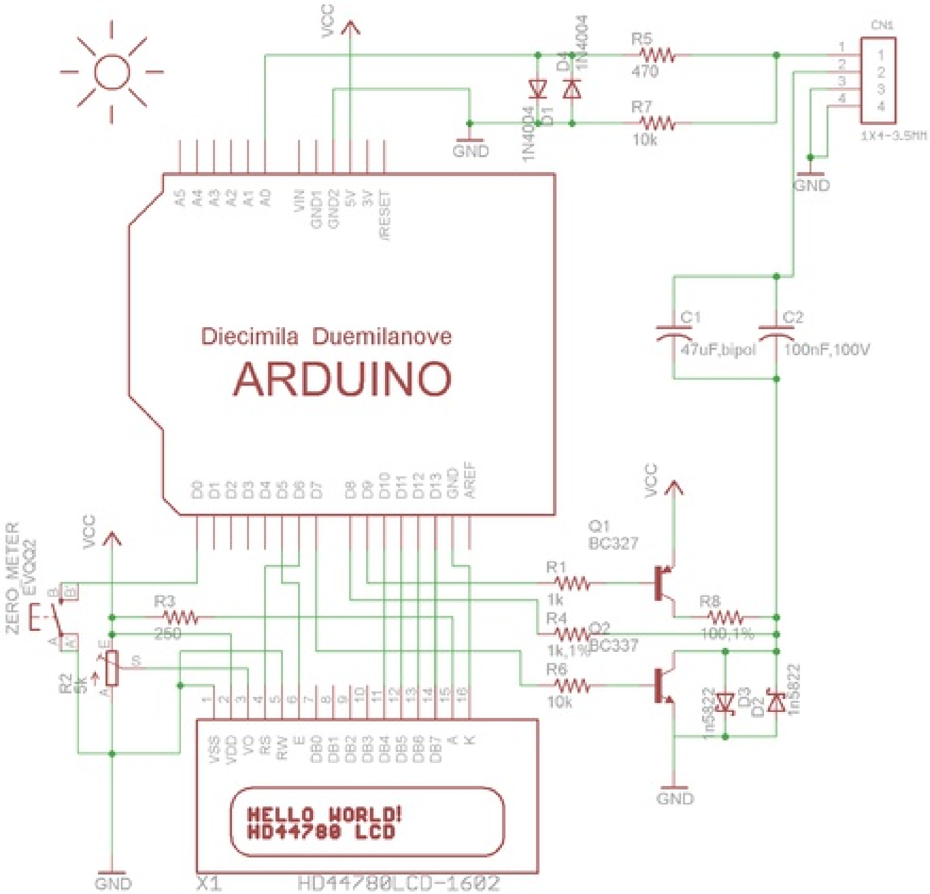
I had never thought about that before. ESR is short for Equivalent Series Resistance, which is an indication for the losses of a - usually electrolytic - capacitor. This is especially important for applications in power supplies, where a poor ESR value will in best case result in a warm capacitor, and worst case in an exploded capacitor. Apart from what it means for the performance of the power supply. So I went looking for an ESR meter design with Arduino, and eventually I ended up on a forum where in 8 pages the whole evolution of an ESR meter was described.

To start with, the schematic diagrams of the two meters had to be combined into one diagram. You can see on the next page what those original diagrams looked like. That meant rearranging the I/O lines, and later also altering the definitions in the software. In addition, I changed the standard LCD display with 4-wire parallel connection to an I^{2}C model. Much less hassle with wires, and that was really a relief in my automatic antenna tuner, after which I ordered a bunch of those I^{2}C displays at AliExpress.

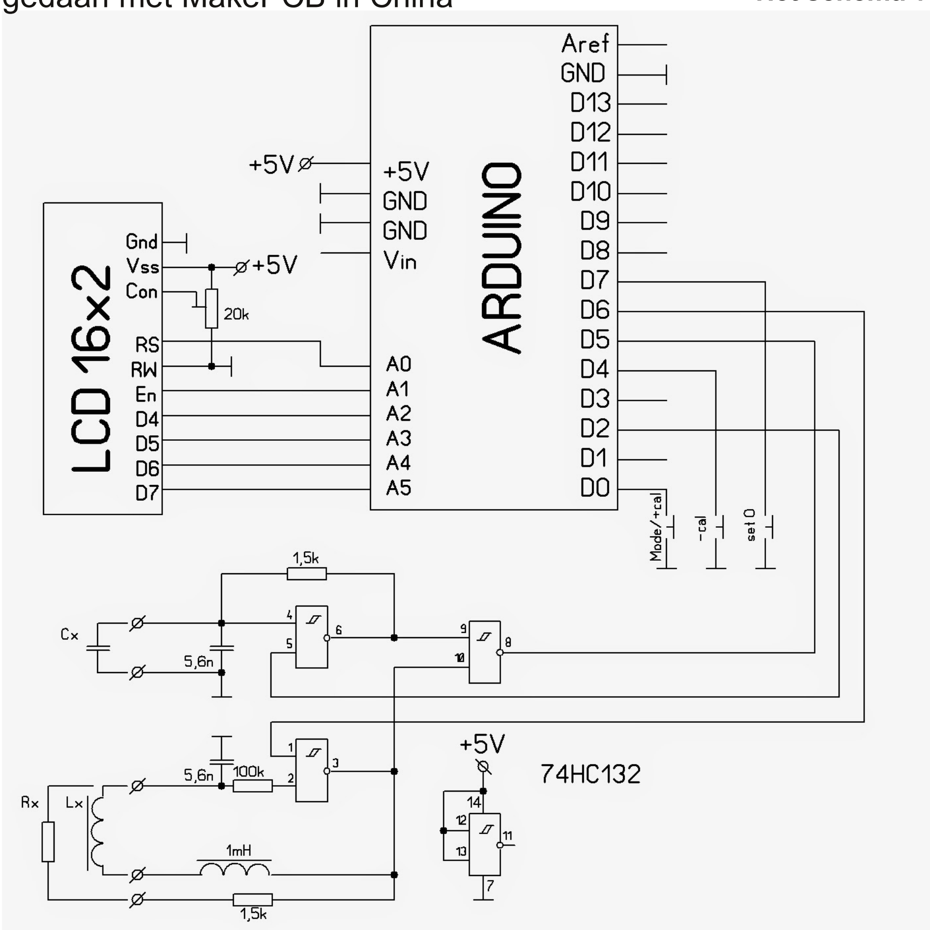
What I also changed was the DUT (Device Under Test) connection. Each component to be measured required its own connection method as you can see in the diagrams, and that would mean that six jack sockets should be placed on the front panel, with a chance of errors when connecting. In addition, the ESR measurement actually uses the 4-wire measurement method, although there are only used 3 in this setup. That is why I added six relays to the schematic, so that only two jack sockets for the DUT are needed. If you do not want the relays, you can still put 6 jack sockets on the front panel. For the relays I used Songle Form C relays from AliExpress, because I had bought a lot of those

voorraad. Het schema tekende ik dit keer in KiCad en niet in TinyCad wat ik anders altijd gebruik, omdat ik met KiCad meteen een print kan ontwerpen en dat wilde ik nu ook eens een keer proberen.

De twee schema's werden gecombineerd in KiCad en ik ontwierp daarmee de print voor de gecombineerde meters. De meeste clubleden laten hun printen maken bij Oshpark in Amerika, waar je je KiCad project zo naar binnen kunt gooien zonder eerst Gerber files te moeten genereren. Maar 3 printjes bij Ospark (het minimum aantal) kostte zowat $70 en dat vond ik best een hoop geld. In het verleden hadden we al eens zaken gedaan met MakePCB in China



Het schema van de ESR meter



Het schema van de LCR meter

for my antenna tuner and I had them in stock. I drew the schematic this time in KiCad and not in TinyCad which I always use, because with KiCad I will be able to design a printed circuit board and I wanted to try that this time.

The two schematics were combined in KiCad and I used it to design a Printed Circuit Board for the combined meters. Most club members have their Printed Circuit Boards made at Oshpark in the United States, where you can upload your KiCad project file without having to generate Gerber files first. But 3 Printed Circuit Boards at Ospark (the minimum number) cost about $70 and I considered that a lot of money. In the past we had

en dat was toen goed bevallen. Ze bestonden nog, en volgens berekening betaalde ik nu ook $70, maar wel voor 10 printen in plaats van 3. Dat is een hoop goedkoper. Nadat ik alle noodzakelijke Gerber files had gegenereerd en geZipt, stuurde ik het Zip bestand op. Bij Oshpark duurt het maximaal zo'n 3 weken, en gedurende die tijd houden ze je continu op de hoogte van de voortgang: "je ontwerp wordt nu gepanelized", "je ontwerp gaat nu naar de fabriek", etc. Zo niet bij MakePCB. Het was een zwart gat: de spreadsheet waarnaar ik een link had gekregen om de voortgang te volgen, werd niet bijgehouden. Op email werd, ondanks de belofte van 2 werkdagen responstijd, totaal niet gereageerd. Omdat ik betaald had aan een Belgische tussenpersoon, spoorde ik deze op via internet en schreef hem aan met een verzoek om informatie. Hij verzekerde me dat de printen in productie waren, maar desondanks duurde het nog 3 weken voor ze arriveerden, ruim 2 maanden na de besteldatum. Een typisch geval van de doe-het-zelf driehoek bestaande uit goed, goedkoop en snel. Je krijgt er altijd maar 2 van de 3...

Voor wat betreft de software begon ik met het ESR ontwerp, omdat dat de grootste puzzel was. Zoals ik al schreef, evolueerde het ontwerp gedurende 8 pagina's in een forum, en ik moest post voor post alle puzzelstukjes verzamelen om het beeld compleet te krijgen. Als het eenmaal werkt, kan ik het ESR stuk als module toevoegen aan het LCR deel. Allereerst maar eens een beschrijving van hoe de ESR meting werkt.

Voor de meting gebruiken we een schakeling die de DUT verbindt met een bekende stroom welke een spanningsval over de DUT zal veroorzaken wat weer gemeten kan worden door de analoge ingang van de Arduino. Afhankelijk van de weerstand (ESR) die gemeten moet worden, wordt de stroom omgeschakeld tussen 5mA en 50mA. Dit is in de software gerealiseerd met een auto-range functie.

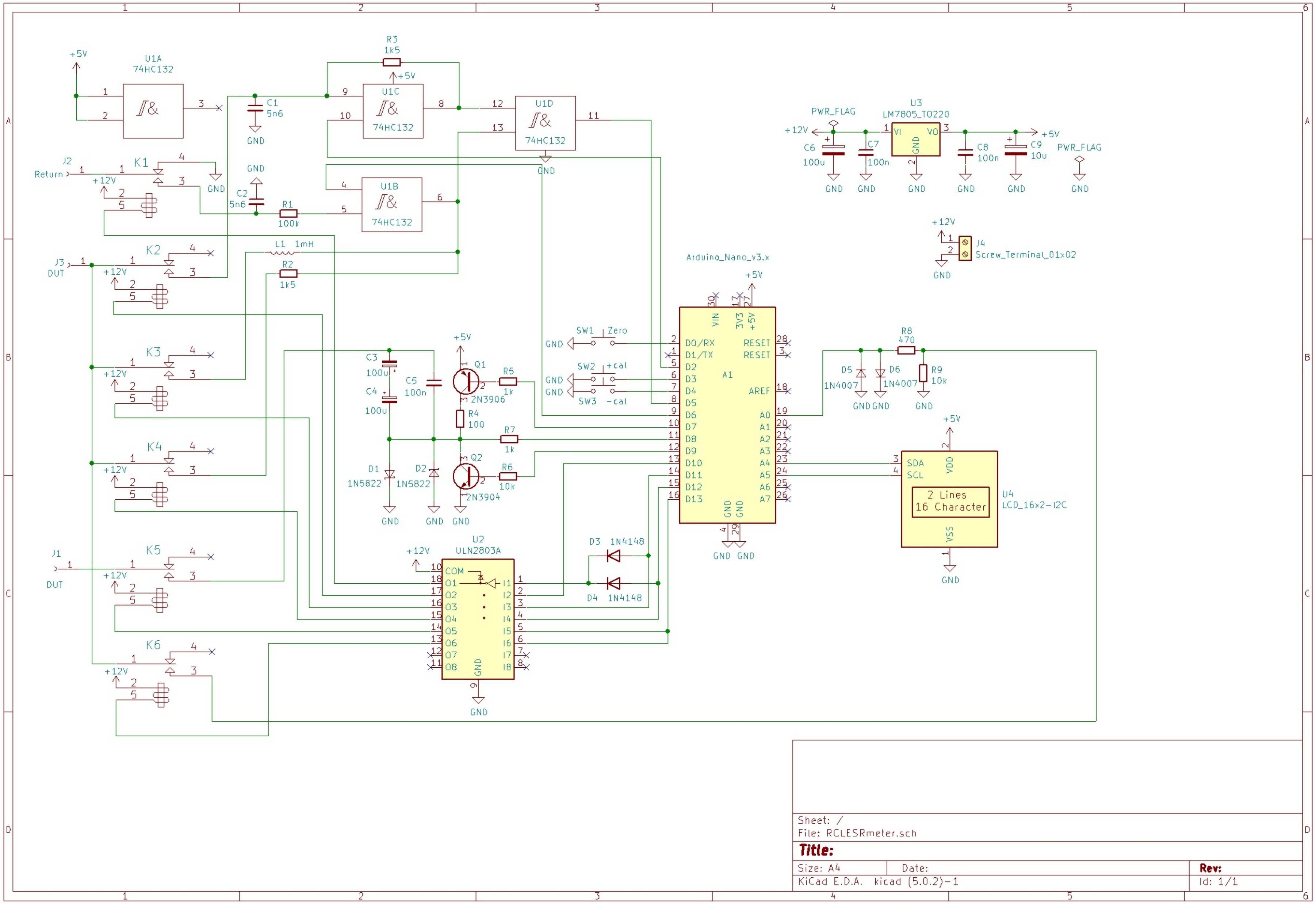
Hoe krijgen we een constante stroom:

already done business with MakePCB in China and they did a good job. They still existed, and according to their calculator, I also would have to pay about $70, but for 10 Printed Circuit Boards instead of 3. That's a lot cheaper. After I had generated all necessary Gerber files and ZIPped them, I sent MakePCB the Zip file. At Oshpark, it takes a maximum of 3 weeks, and during that time they keep you constantly informed of the progress: "your design is now panelized", "your design now goes to the factory", etc. But not at MakePCB. It was just like a black hole: the spreadsheet to which I had received a link to follow the progress was not updated. In spite of the promise to react to emails within 2 working days, no response was ever received. Because I made the payment to a Belgian intermediary, I tracked him down via the internet and wrote him with a request for information. He assured me that the Printed Circuit Boards were in production, but it still took 3 weeks before they arrived, more than 2 months after the order date. A typical case of the do-it-yourself triangle consisting of good, cheap and fast. You always get only 2 out of 3...

As far as the software is concerned, I started with the ESR design, because that was the biggest puzzle. As I wrote before, the design evolved during 8 pages in a forum, and I had to collect all the pieces of the puzzle post by post to complete the overall picture. Once this piece works, I can add the ESR code as a module to the LCR part. First of all I will start with a description of how the ESR measurement works.

For the measurement we use a circuit that connects the DUT with a known current which will cause a voltage drop across the DUT which in turn can be measured by the analogue input of the Arduino. Depending on the resistance (ESR) that has to be measured, the current is switched between 5mA and 50mA. This has been realized in the software with an auto-range function.

How do we get a constant current:



The combined LCR and ESR meter

Voor 50 mA stroom hebben we:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{5}{100} = 0,05A$$

De 5V komt van de voeding en weerstand R = 100 (bestaande uit R4 + de weerstand van de transistor in verzadiging wat dicht bij 0 Ohm zal liggen, dus 100 Ohm).
De reden om een nauwkeurige weerstand te gebruiken is om er zeker van te zijn dat de waarde van de stroom precies is zoals verwacht en berekend. Uiteraard kan dat in de software gecompenseerd worden.

De 1k Ohm 1% weerstand (R7) zorgt voor een stroom van 5 mA

$$I = \frac{V}{R} = \frac{5}{1000} = 0,005A$$

Dan nog wat over de meetmethode: we moeten de DUT een zeer korte puls toevoeren zodat de condensator die we meten (zeker als deze een lage waarde heeft) niet de tijd krijgt om op te laden en de meting te verstieren. Dat de stroom constant is, is natuurlijk niet waar. Hoe hoger de spanning over de condensator wordt, hoe lager de stroom wordt. De stroom constant veronderstellen mag alleen maar heel kort na het inschakelen. Daarnaast is snel laden en ontladen nodig zodat we de condensator met een zo hoog mogelijke frequentie meten zodat de capacitieve reactantie te verwaarlozen is.

Ik begon met de code, die op het forum beschikbaar was, aan te passen aan mijn hardware. De oude display library werd vervangen door de I²C library, en de Charge en Discharge lijnen werden gedefinieerd zodat die klopten (ik had het net anders aangesloten dan het initiële ontwerp). Daarnaast, omdat ik geen aparte transistor gebruikte voor de 5mA meting (dat moet die Arduino poort ook wel kunnen leveren), moest ik de 5mA tak als input definiëren om de meting bij 50mA niet te verstoren, en omschakelen naar output als ik 5mA stroom nodig had. Het kalibreren van de ESR waarden geschiedt door middel van weerstanden, en met een paar weerstanden van 4,7 Ohm (4 parallel) oplopend via 10, 22 en 33 Ohm kreeg ik de waarden op het display vrij goed weergegeven.

For a current of 50mA we have:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{5}{100} = 0.05A$$

The 5V is delivered by the power supply and resistor R = 100 (consisting of R4 + the resistance of the saturated transistor which will be close to 0 Ohms, so 100 Ohms).
The reason for using an accurate resistor is to make sure that the value of the current is exactly as expected and calculated. Of course that can be compensated in the software.

The 1k Ohm 1% resistor (R7) provides a current of 5 mA

$$I = \frac{V}{R} = \frac{5}{1000} = 0.005A$$

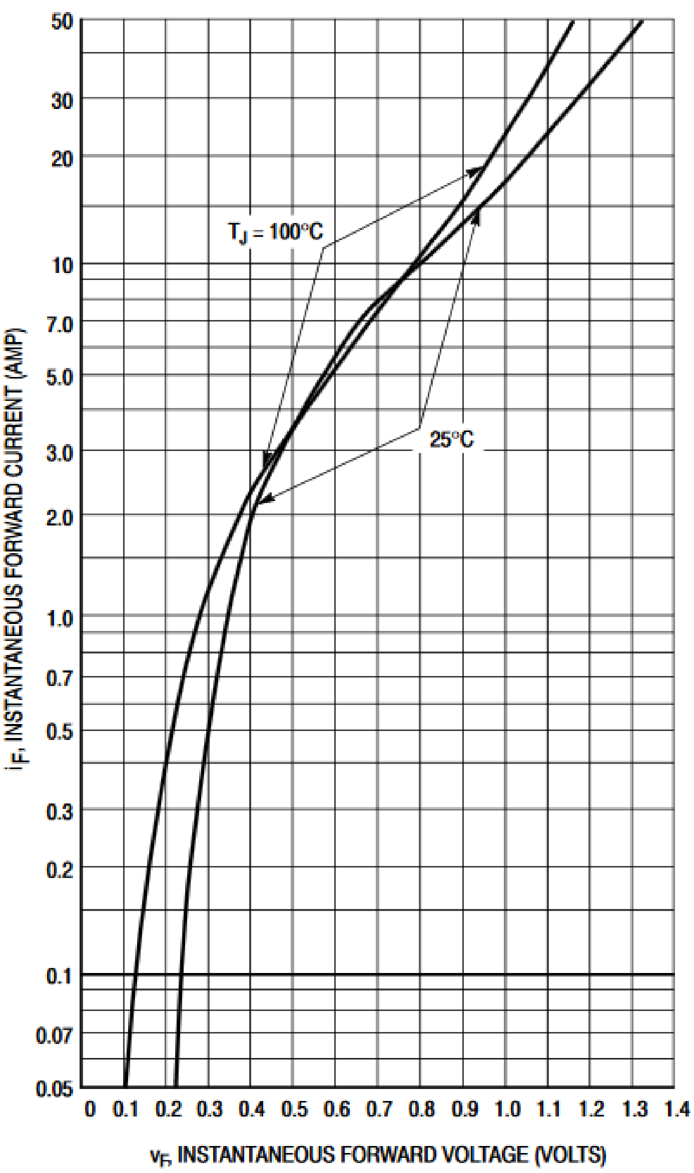
Another word about the measuring method: we have to supply the DUT with a very short pulse so that the capacitor we measure (especially if it has a low value) does not have the time to charge and to ruin the measurement. The assumption that the current is constant is of course not true. The higher the voltage across the capacitor, the lower the current. You can only assume the current being constant very shortly after switching the current on. In addition, fast charging and discharging is necessary so that we measure the capacitor with as high a frequency as possible so that the capacitive reactance is negligible.

I started with adapting the code that was available on the forum to my hardware. The old display library was replaced by the I²C library, and the Charge and Discharge lines were defined so that they were correct (I just connected it differently than the initial design). In addition, because I did not use a separate transistor for the 5mA measurement (the Arduino port should be able to provide that current), I had to define the 5mA port as input to not influence the measurement at 50mA, and switch to output mode when I needed 5mA current. The ESR values are calibrated by means of resistors, and with a few resistors of 4.7 Ohms (4 in parallel) increasing to 10, 22 and 33 Ohms I got the values on the display fairly well displayed. But near the upper limit it went

Maar aan de hoge kant ging het fout. Eigenlijk vanaf die 33 Ohm al. En dat is niet zo gek. Over de meetklemmen staan immers twee Schottky diodes anti-parallel. Die dienen om de ingang te beschermen tegen eventueel geladen elco's die je op de schakeling aansluit. Als je de datasheet van de diodes bekijkt, zie je dat deze bij 1A een Vf (doorlaatspanning) van maximaal 390mV hebben. Maar als je verder in de grafieken kijkt, zie je dat bij lagere stromen de diodes bij zo'n 200mV al in geleiding gaan! En dan gaat je meting om zeep, want bij 50mA geeft 4,7 Ohm al bijna 250mV en hetzelfde geldt voor 5mA in 47 Ohm. Ik zette dus bij elke diode een extra diode in serie zodat de doorlaatspanning verdubbelt en nou was de meter nauwkeurig bij zijn eindwaarden van 4,7 Ohm (hoge stroombereik) en 47 Ohm (lage stroombereik).

wrong. Actually starting at 33 Ohm already. And that is not surprising. After all, there are two Schottky diodes connected anti-parallel across the measuring terminals. These serve to protect the input against any charged electrolytic capacitors that you connect to the circuit. If you look at the datasheet of the diodes, you will see that at 1A they have a Vf (forward voltage) of up to 390mV. But if you look further into the graphs, you can see that at lower currents the diodes are already conducting at around 200mV! And then your measurement is inaccurate, because at 50mA 4.7 Ohms produces almost 250mV and the same goes for 5mA in 47 Ohms. So I put an extra diode in series with each diode so that the forward voltage doubles and now the meter was accurate near its upper limits of 4.7 Ohms (high current range) and 47 Ohms (low current range).

Nou stond er in het forum ook nog een stukje code om ook de capaciteit te meten, en dat leek mij wel een aardige toevoeging. Dan heb je meteen een indicatie van de condensatorwaarde die je meet. Ik implementeerde het stukje code en richtte het zo in dat de software beurtelings de ESR en de capaciteit meet. Maar dat ging mis. De belangen van beide metingen zijn namelijk tegengesteld. Bij een ESR meting zet je de stroombron aan, en dan doe je zo snel mogelijk een meting om de spanningsstap als gevolg van de ESR te bepalen. Zie het scoopbeeld: de sprong die hij bij het inschakelen maakt gaat verloren in het triggermoment,



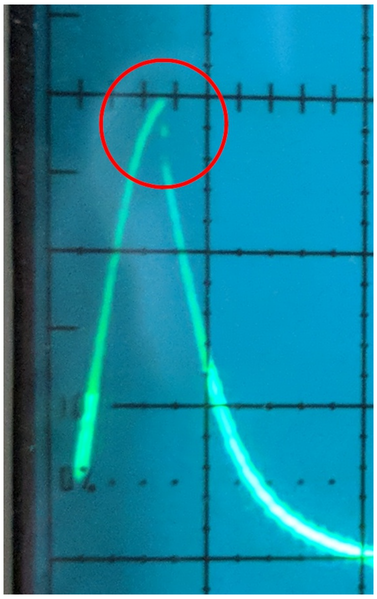
In the forum there was an additional piece of code to measure the capacity, and that looked a nice addition. Then you immediately have an indication of the capacitor value you are measuring. I implemented the piece of code and set it up in such a way that the software alternated between measuring the ESR and the capacitance. But that went wrong. The interests of both measurements are in fact opposite. With an ESR measurement you turn on the current source, and then you take a measurement as quickly as possible to determine the voltage step as a result of the ESR. See the scope image: the step it makes when switching

maar bij het uitschakelen is deze duidelijk te zien. Die spanningssprong is het gevolg van de ESR. Wacht je te lang met meten, dan kom je in de (ont)laadcurve van de condensator terecht en maak je een meetfout. Maar bij het meten van de capaciteit moet je pas gaan meten ná de spanningssprong, om daarna te wachten tot je aan een bepaalde maximale spanning bent. De tijd die verstreken is tot aan het bereiken van de maximale spanning is een indicatie voor de capaciteit. Immers, hoe groter de capaciteit, hoe langer het laden duurt bij een constante stroom, volgens de formule:

$$i = C * \frac{du}{dt}$$

Maar na elke meting, of het nou C of ESR is, moet de condensator ontladen worden. Daarvoor is een speciale ontlaadtransistor aanwezig, die de condensator kortsluit. Echter, de kniespanning van een transistor is meer dan 0V en in geleidende toestand is zijn weerstand niet nul, en om een condensator te ontladen, moet deze theoretisch oneindig lang aangesloten blijven op een weerstand als deze ontladen wordt via die weerstand. Dat is niet het geval, dus blijft er een minimale restspanning over, ondanks dat ik de ontlaadtijd vergrootte van 600µs naar 5ms. Aangezien de meting van de ESR in millivolten plaatsvindt, gaf het om en om meten van C en ESR teveel residu aan spanning na het meten van de C om de ESR nog nauwkeurig te kunnen meten. Voor het meten van de C moet de spanning immers zover als het meetbereik toelaat oplopen, en dus duurt het ontladen langer. En die tijd heb ik niet. Dit werkte dus niet.

Ik besloot om dan eerst maar de C te meten, en daarna pas de ESR. Maar ook dat ging niet lekker. Ja, als je al een condensator aangesloten had bij het inschakelen van de meter, dan gaat het wel. Maar als je dan die condensator losmaakte om een andere condensator te meten, ging het aan alle kanten



on is lost in the trigger moment, but it can be clearly seen when switching off. This step is the result of the ESR. If you wait too long to measure, you end up in the (dis) charge curve of the capacitor and make a measurement error. But when measuring the capacity you have to start measuring after the voltage step, and then wait until you are at a certain maximum voltage. The time that has elapsed until reaching the maximum voltage is an indication of the capacity. After all, the larger the capacity, the longer the charging takes with a constant current, according to the formula:

$$i = C * \frac{du}{dt}$$

But after each measurement, whether it is C or ESR, the capacitor has to be discharged. A special discharge transistor is present for this, which short-circuits the capacitor. However, the saturation voltage of a transistor is more than 0V and in conducting state its resistance is not zero, and in order to discharge a capacitor, it must theoretically remain connected to a resistor for an indefinite period when it is discharged via that resistor. That is not the case, so there remains a minimal residual voltage, despite the fact that I increased the discharge time from 600µs to 5ms. Since the measurement of the ESR takes place in millivolts, the alternating measurement of C and ESR produced too much residual voltage after measurement of the C to accurately measure the ESR. For the measurement of the C, the voltage has to increase as far as the measuring range allows, and thus the discharge takes longer. And I do not have that time. This did not work.

I decided to first measure the C and then the ESR. But that did not go well either. Yes, if you already had connected a capacitor when switching on the meter, then it did work. But if you then disconnected that capacitor to measure another capacitor, various things went wrong with the timing. I tried to solve it with a

mis met de timing. Ik probeerde het op te lossen met een reeks IF dit THEN dat, maar op een gegeven moment zag ik daardoor ook door de bomen het bos niet meer. In zo'n geval kan je beter een State Machine implementeren.

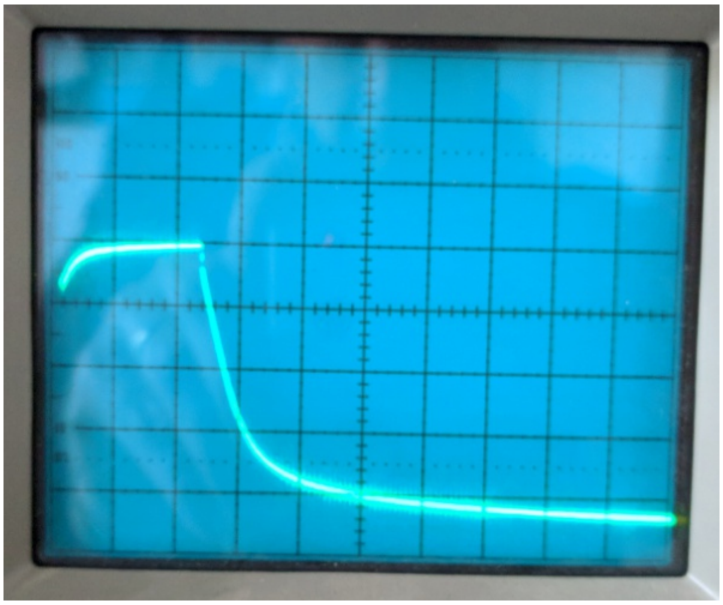
Een State Machine is niets meer of minder dan een verzameling definities van de toestand waarin een apparaat zich kan bevinden. Op basis van die toestand voer je in de software dan bepaalde taken uit. In dit geval definieerde ik een aantal toestanden: IDLE, MEASURE_CAP, C_MEASURED, C_NOT_STABLE en MEASURE_ESR. Bij het kiezen van de ESR mode begint de software nu in de staat "IDLE". Daarin blijft hij in een lus de ESR meetroutine aanroepen tot hij daar geen overflow meer krijgt. Dan is er kennelijk iets aangesloten. Als dat zo is, verandert de staat naar MEASURE_CAP. In die staat gaat de meter een tiental keren proberen om de capaciteit vast te stellen. Liggen tijdens die metingen twee opeenvolgende waarnemingen binnen 10% van elkaar, dan vindt hij de meting stabiel genoeg en verandert de staat naar C_MEASURED. Maar lukt het niet om binnen 10 metingen een stabiele waarde voor C te bepalen, dan wordt de staat C_NOT_STABLE. Afhankelijk van het meetresultaat toont de meter nu 0.00μF (C_NOT_STABLE) of de gemeten capaciteit (C_MEASURED). In beide gevallen gaat de staat nu door naar MEASURE_ESR, wordt de condensatorwaarde bevroren en toont de meter nu de ESR waarde. Dat werkte naar behoren: ik kreeg bij het aansluiten van een 100μF condensator dat ook ongeveer op het scherm, en dat gold ook voor 10μF. Maar bij het aansluiten van een condensator van 470μF gaf de meter 3867μF aan, en dat was wel een krankzinnige afwijking. Ook een condensator van 1μF was niet te meten, maar dat had ik wel verwacht omdat ik alleen nog maar met 50mA als stroombron gemeten had, en dan loopt de meter vast als je een kleine condensator aansluit. Ik kom daar nog op terug.

Waarom gaf die 470μF zo'n gekke waarde? Ik begreep daar in eerste instantie niets van. Tot ik

series IF this THEN that, but at a certain moment I lost track of what was happening in the code at any moment. In such a case, it is better to implement a State Machine.

A State Machine is nothing more or less than a collection of definitions of the functional state in which a device can reside. Based on that state, you perform certain tasks in the software. In this case, I defined a number of states: IDLE, MEASURE_CAP, C_MEASURED, C_NOT_STABLE, and MEASURE_ESR. When choosing the ESR mode, the software now starts in the "IDLE" state. In that state it keeps calling the ESR measurement routine in a loop until the measurement routine does no longer return an overflow condition. Then there is apparently something connected to the input terminals. If so, the state changes to MEASURE_CAP. In that state the meter will try ten times to determine the capacity. If during these measurements two successive measurements are within 10% of each other, the meter considers the measurement stable enough and the state changes to C_MEASURED. But if it is not possible to determine a stable value for C within 10 measurements, then the state changes to C_NOT_STABLE. Depending on the measurement result, the meter now shows 0.00μF (C_NOT_STABLE) or the measured capacity (C_MEASURED) on the display. In both cases, the state now proceeds to MEASURE_ESR, the capacitor value is frozen and the meter now shows the ESR value. That worked as expected: when I connected a 100μF capacitor, I also got that on the display, and that also applied to 10μF. But when connecting a capacitor of 470μF the meter indicated a value 3867μF, and that was a crazy deviation. Also a capacitor of 1μF was not measurable, but I had expected that because I had only measured with 50mA as a current source, and then the meter will overload if you connect a small capacitor. I will get back to that.

Why did that 470μF give such a crazy value? I did not understand that at first. Until I connected



de scoop erop zette, en naar het spanningsverloop op de condensator keek.

Het lijkt erop dat de spanning geclipt wordt, maar de topwaarde is nog geen 50mV! (De vertikale schaal is 10mV/div). Ook als ik de stroombron expres langer aan liet staan, kwam de spanning niet boven de 50mV. Wat gaat hier nu mis? Dat zag ik pas toen ik het schema nader bekeek.

In serie met de meetbussen staat een bipolaire elco van 50μF, gevormd door twee elco's van 100μF anti-serie geschakeld. Maar die vormt een spanningsdeler met de aangesloten condensator! En aangezien de aangesloten condensator 470μF is, is de deling 1:10 en wil de spanning niet hoger worden dan 50mV. Die 50μF is immers veel sneller opgeladen dan die 470μF en dan stopt het laden doordat er geen stroom meer loopt. Dat heeft een desastreus effect door de manier waarop gemeten wordt. Want hoe vindt de condensatormeting plaats? In de originele routine werd de stroombron ingeschakeld, de spanning gemeten, en daarna wordt onder het ophogen van een teller net zolang gemeten tot óf de spanning boven de 107mV komt (geen idee trouwens waarom nou juist 107mV) óf dat de teller boven de 40 uitkwam. Het idee daarbij was dat bij kleine condensatoren als eerste 107mV bereikt zou worden, en bij grote condensatoren de teller eerder de 40 zou bereiken. De condensatorwaarde wordt dan weer berekend volgens de formule:

$$C = I * \frac{dt}{dU}$$

waarin dt de tellerstand is maal de tijd die het duurt om een meetcyclus te doorlopen: ongeveer 35μs. Maar doordat de spanning door die spanningsdeler al vrij vlot stopt met stijgen en nooit de 107mV haalt, loopt het tellertje door

the scope to the capacitor, and looked at the voltage curve on the capacitor.

It seems that the voltage is being clipped, but the peak value is not even 50mV! (The vertical scale is 10mV/div). Even if I left the current source on for a longer period of time, the voltage did not exceed 50mV. What is going wrong here? I only saw that when I took a closer look at the schematic.

In series with the input terminals there is a bipolar electrolytic capacitor of 50μF, formed by two electrolytic capacitors of 100μF connected in anti-series. But that forms a voltage divider with the connected capacitor! And since the connected capacitor is 470μF, the division is 1:10 and the voltage is not going to exceed 50mV. That 50μF after all will be charged much faster than the 470μF and then the charging stops because there is no current flowing anymore. This has a disastrous effect because of the way the measurement is being done. How does the capacitor measurement take place? In the original code, the current source was switched on, the voltage was measured, and subsequently a counter was increased until the voltage exceeded 107mV (no idea why exactly 107mV) or the counter exceeded 40. The idea was that in the case of measuring small capacitors the limit of 107 mV would be reached first, and in the case of large capacitors the counter would reach 40 first instead. The capacitor value is then calculated according to the formula:

$$C = I * \frac{dt}{dU}$$

where dt is the counter value times the time it takes to go through one measuring loop: approximately 35μs. But because of the voltage divider, the voltage stops rising quite quickly and never reaches 107mV, so the counter keeps

naar de 40 en dan stopt de meting. Daardoor eindigt U veel te laag, maar t is veel te hoog omdat door de lage spanning de teller door blijft lopen. Het gevolg is een veel te hoog berekende condensatorwaarde. Vandaar die hoge waarde die ik zag.

De beperkende factor is dus de seriecondensator in de meter. Voor de capaciteitsmeting zou je die eigenlijk willen overbruggen, maar ik was niet van plan om de hardware hiervoor te wijzigen. Hoe kunnen we die beperking elimineren? Door uit te rekenen in hoeveel tijd die interne condensator geladen wordt. En dat bij de maximale stroom, dus 50mA. De maximale spanning is ongeveer 250mV, anders kom je in de buurt van de doorlaatspanning van de beveiligingsdiodes. Vullen we dat weer in in de formule, dan vinden we

$$dt = C * \frac{dU}{I} = \frac{50 * 10^{-6} * 0,25}{0,05} = 250\mu s$$

Dat betekent dat de teller dus nooit hoger dan 8 mag worden! En dat de meting dus binnen 250µs klaar moet zijn. Na het wijzigen van de maximale tellerstand in 8 werd de 470µF condensator ook goed weergegeven.

Rest de kleine condensatorwaarden. Onder de 10µF ging het eveneens fout. Ook dat is wel verklaarbaar: door de hoge meetstroom van 50mA zit je met een condensator van 5µF binnen 1 meetcyclus van 35µs al aan de 350mV en gaan de beveiligingsdiodes in geleiding. Het gevolg is dat de spanning lager is dan wat hij had moeten zijn, waardoor de condensator te hoog wordt weergegeven. Behalve dat de waarde niet goed wordt weergegeven, maakt dat het ook lastig om vast te stellen wanneer het mis begint te gaan. Dat lukt nog wel als je de capaciteit geleidelijk verlaagt, maar als je een condensator van b.v. 4,7µF aansluit, en hij geeft 10µF aan, heb je geen idee of de meetwaarde fout is, of dat de condensator een afwijkende waarde heeft.

De enige manier om vast te stellen of er een (te) kleine condensator is aangesloten, is door te kijken of de ingangsspanning over de 300mV

increasing to 40 and then the measurement stops. As a result, U ends up much too low, but t will be much too high because as a result of the low voltage, the counter keeps increasing. The result is a much too high calculated capacitor value. Hence the high value that I saw.

The limiting factor is therefore the series capacitor in the meter. For the capacity measurement you would actually want to short it, but I was not going to change the hardware for this. How can we eliminate this limitation? By calculating the amount of time it takes to charge the internal capacitor. And that at the maximum current, so 50mA. The maximum voltage is approximately 250mV, otherwise you get too close to the forward voltage of the protection diodes. If we substitute that in the formula, then we find

$$dt = C * \frac{dU}{I} = \frac{50 * 10^{-6} * 0.25}{0.05} = 250\mu s$$

That means that the counter should never be higher than 8! And that the measurement has to be ready within 250µs. After changing the maximum counter reading to 8, the 470µF capacitor was also displayed properly.

That leaves the small capacitor values. Below 10µF things went wrong. This can also be explained: due to the high measuring current of 50mA, when using a capacitor of 5µF you already reach 350mV within 1 measuring cycle of 35µs and the protection diodes are going to conduct. As a result, the voltage is lower than what it should have been, causing the capacitor to be displayed too high. Except that the value is not displayed properly, it also makes it difficult to determine when things start going wrong. You can determine that, if you gradually reduce the capacity, but if you use a capacitor of e.g. 4.7µF, and the reading is 10µF, you have no idea whether the measured value is wrong, or if the capacitor has a deviating value.

The only way to determine whether a (too) small capacitor is connected is to see whether the input voltage exceeds 300mV. For that I built in a check so that I could determine whether the

heen gaat. Daarvoor bouwde ik een check in, zodat ik kon vaststellen of de maximale ingangsspanning al in de eerste meetcyclus was overschreden. Dan zet ik een vlaggetje om (CRange) zodat hij de 5mA stroombron gaat gebruiken waardoor de meting weer binnen het meetbereik valt. En dat werkte: nu kon ik ook elco's van 1-10µF meten.

Eind goed al goed zou je zeggen. Maar het viel me op dat vooral kleine condensatoren een heel grote ESR hadden. En dat de gemeten ESR van twee 10µF condensatoren in serie veel groter was dan de som van de afzonderlijk gemeten ESR waarden van de condensatoren. Tijd om de zaak eens te controleren.

Ik deed dat door met de scoop te meten wat er gebeurt. Als condensator gebruikte ik een elco van 1µF, want die gaf een ESR van ruim 8 en dat leek me wel heel erg slecht. Kijken we naar de spanningssprong op de scoop, dan zien we ongeveer 20mV als gevolg van de ESR. Bij een meetstroom van 5 mA kom je op een ESR van 4Ω. Ruim de helft minder dan gemeten. Dat klopt dus niet.

De hele ESR meettijd duurt ongeveer 4µs. Dan zit je dus al op de (ont)laadcurve van de condensator. Weet je de condensatorwaarde, dan kan je de correctiefactor weer berekenen volgens:

$$C = I * \frac{dt}{dU} \Rightarrow \frac{dU}{I} = \frac{dt}{C}$$

De daaruit volgende weerstand is:

$$R = \frac{dU}{I}$$

Substitueren we de eerste formule in deze formule, dan hou je over:

$$R = \frac{dt}{C}$$

De stroom valt dan weg. Heb ik een stabiele C, dan vul ik die in in deze formule, en bij 4µs meettijd volgt een correctie van 4Ω bij een C van 1µF. Deze correctie heb ik doorgevoerd, en nu is de ESR van de twee 10µF condensatoren tenminste gelijk aan de som van de afzonderlijke ESR's! Nu is de ESR meter fatsoenlijk te gebruiken van 1µF tot tenminste

maximum input voltage had already been exceeded in the first measurement cycle. Then I set a flag (CRange), so that the meter uses the 5mA current source in consecutive measurements so that the measurement falls within the measuring range. And that worked: now I was able to measure 1-10µF capacitors.

All's well that ends well one would say. But it struck me that especially small capacitors had a very large ESR. And that the measured ESR of two 10µF capacitors in series was much larger than the sum of the separately measured ESR values of the capacitors. Time to perform some thorough checks.

I did that by measuring with the scope what happens. As a capacitor I used an electrolytic capacitor of 1µF, because that showed an ESR of over 8 and that seemed excessive to me. If we look at the voltage step on the scope, we see about 20mV as a result of the ESR. With a measuring current of 5 mA that means an ESR of 4Ω. More than half less than measured. That is not correct.

The entire ESR measurement time takes about 4µs. Then you are already on the (de)charging curve of the capacitor. If you know the capacitor value, you can recalculate the correction factor according to:

$$C = I * \frac{dt}{dU} \Rightarrow \frac{dU}{I} = \frac{dt}{C}$$

The resulting resistance is:

$$R = \frac{dU}{I}$$

If we substitute the first formula in this formula, the result is:

$$R = \frac{dt}{C}$$

The current has now been eliminated from the formula. If I have a stable C, then I substitute it in this formula, and at 4µs measurement time this results in a correction of 4Ω using a C of 1µF. I have implemented this correction, and now the ESR of the two 10µF capacitors is finally equal to the sum of the individual ESRs! Now the ESR meter can be used effectively from

1000µF. Daarboven heb ik niet meer getest. Vervolgens moest de code nog samengevoegd worden met de code van de LCR meter. Die werkt volgens een heel ander principe: met behulp van een oscilator, opgebouwd met een 74HC132. Er zijn er twee: 1 oscillator wordt gebruikt als RC oscillator voor het meten van condensatoren, en de tweede oscillator wordt gebruikt als óf LC oscillator in combinatie met een bekende spoel, óf weer als RC oscillator voor het meten van weerstanden. Het enige wat de Arduino hier aan doet, is de frequentie van de geselecteerde oscillator meten.

Dat stuk testte ik eerst afzonderlijk en het werkte meteen. Hier zaten geen gekke dingen in. Nou ja, eentje. Je moet de meter kalibreren met een bekende condensator, weerstand of spoel. Dat kun je doen door de knoppen CAL- en CAL+/Mode tegelijk in te drukken (CAL- iets eerder, want als je CAL+/Mode iets eerder indrukt, schakelt de mode om). Daarna kan je met de kalibratieknoppen de juiste waarde instellen op het display. Dat hoef je maar 1x te doen, want de meter onthoudt de waarde. Alleen werkte de correctie de verkeerde kant op. In de code staat weliswaar dat hij de correctiewaarde verhoogt als je op CAL+ drukt, maar die correctiewaarde wordt van de meetwaarde afgetrokken. En als je de correctiewaarde dan vergroot, trek je een groter getal van de meetwaarde af waardoor die lager wordt. Dat voelt niet intuïtief, dus dat heb ik omgedraaid.

Waar ik me ook mateloos aan ergerde, is dat de meter na het aanzetten een kilometer naast zijn nul-waarde stond. Die moest je elke keer op nul zetten door op de Zero knop te drukken. Hij onthield die Zero waarde niet. Nu wel, voor alle bereiken.

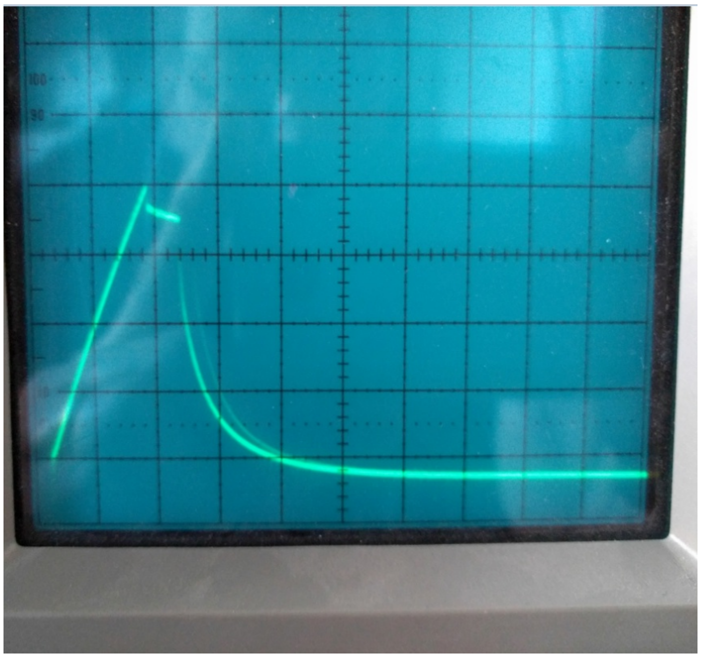
Toen was het nog een kwestie van het menu van de LCR meter uitbreiden met de ESR code zodat er nu 4 meetmodes beschikbaar zijn, en toen was de meter klaar. Voor het inbouwen gebruikte ik weer mijn standaard kastje, waarvoor het frontje werd ontworpen met FrontDesigner (zie voorpagina).

1µF to at least 1000µF. I have not tested beyond that. Last but not least the code had to be merged with the code of the LCR meter. The LCR meter works according to a completely different principle: it uses an oscilator, built around a 74HC132. There are two oscillators: 1 oscillator is used as RC oscillator for measuring capacitors, and the second oscillator is used as either LC oscillator in combination with a known inductance, or again as RC oscillator for measuring resistances. The only thing the Arduino has to do here is to measure the frequency of the selected oscillator.

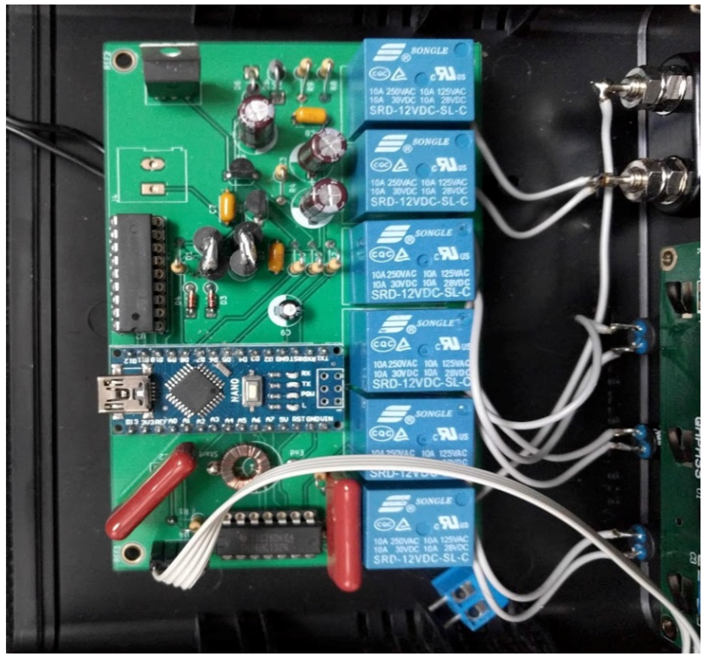
I first tested that piece separately and it worked right away. There were no weird things here. Well, actually there was one. You have to calibrate the meter with a known capacitor, resistor or inductor. You can do this by pressing the CAL- and CAL+/Mode buttons at the same time (CAL- a little earlier, because if you press CAL+/Mode a little earlier, the mode will switch). Then you can set the correct value on the display with the calibration buttons. You only have to do that once, because the meter remembers the value. But the correction worked the wrong way. The code indeed increases the correction value when you press CAL+, but the correction value is subtracted from the measured value. And if you then increase the correction value, you subtract a larger number from the measured value, making it less. That does not feel intuitive, so I changed that to work the other way around.

What also annoyed me immensely, is that the meter was way off it's zero value after being switched on. You had to set it to zero each time by pressing the Zero button. It did not store that Zero value. Now it does, for all measurement ranges.

The last task to be done was expanding the menu of the LCR meter with the ESR code so that now there are 4 measurement modes available, and the meter was ready for use. For the installation I used my standard housing again, for which the front was designed with FrontDesigner (see front page).



Measuring 1µF. 50mV/div, 20µs/div



Populated PCB with connections.

Gebruiksaanwijzing

Zoals gezegd, moet de meter de eerste keer gekalibreerd worden. Daarvoor heb je een paar componenten nodig: voor de capaciteitsmeting kan je condensatoren van 100p, 10n en 10µ nemen. Voor de zelfinductie 100µH, 10mH en 1H. En voor de weerstandsmeting 100Ω en 10kΩ. De weerstandsmeting heeft maar 2 bereiken. Voor het meten van ESR, weerstand of zelfinductie moeten de meetaansluitingen eerst kortgesloten worden en op Zero gedrukt worden. Voor het kalibreren: druk tegelijk op CAL-/CAL+ en daarna op de afzonderlijke knoppen om het meetbereik de kalibreren. Als je klaar bent, druk weer tegelijk op CAL-/CAL+ en de correctiewaarde wordt opgeslagen. Doe dit voor alle meetbereiken in de L, C en R modes. De ESR mode hoeft niet gekalibreerd te worden. Als daar iets gewijzigd moet worden, moet dat in de software gebeuren. Je kunt de ESR meter testen met weerstanden t/m 47 Ohm. Hecht niet al teveel waarde aan de capaciteitswaarde in de ESR mode. Dat is meer een indicatie dan een absolute waarheid. Oh, en de H die achter de meetwaarde staat op de frontpagina betekent niet Henry. Het is een overblijfsel van het testen van de ESR mode en betekent dat hij het hoge

Instructions for use

As mentioned before, the meter must be calibrated the first time. You need a few components for this: for the capacity measurement you can take capacitors of 100p, 10n and 10µ. For the inductance 100µH, 10mH and 1H. And for the resistance measurement 100Ω and 10kΩ. The resistance measurement has only 2 ranges. To measure ESR, resistance or inductance, the jack sockets must first be short-circuited and the Zero button must be pressed. To calibrate: press CAL-/CAL+ simultaneously and then press the individual buttons to calibrate the measuring range. When you're done, press CAL-/CAL+ again and the correction value will be saved into memory. Do this for all measuring ranges in the L, C and R modes. The ESR mode does not need to be calibrated. If something needs to be changed in ESR mode, this must be done in the software. You can test the ESR meter with resistors up to 47Ω. Don't take the capacity value in ESR mode too serious. That value is more an indication than an absolute truth. Oh, and the H that is displayed behind the measured ESR value on the front page does not mean Henry. It is a remnant of testing the ESR mode and means that it uses the high current

stroombereik (50mA) gebruikt. Als hij het lage stroombereik gebruikt, staat er een L.

Specificaties:
C: 1p - 100µ
L: 1µH - ?H (niet hoger getest dan 15mH)
R: 1Ω - 1MΩ
ESR: 0-50Ω

Er is een printje van. De eerste 9 geïnteresseerden kunnen er voor €10 inclusief verzendkosten eentje van me krijgen. Stuur daarvoor een mail naar pa3cno@amsat.org en ik verstuur de printen op volgorde van binnenkomst.

range (50mA). If it uses the low current range, an L will be displayed.

Specifications:
C: 1p - 100µ
L: 1µH - ?H (Not tested beyond 15mH)
R: 1Ω - 1MΩ
ESR: 0-50Ω

There are a couple of PCBs available. The first 9 interested people can get one from me for €10 including shipping. Send an email to pa3cno@amsat.org and I will ship them in order of arrival.

Sketch: https://www.pi4raz.nl/download/Arduino_LCR.ino

FT8, wondermode of toch niet?

Het is een hype onder radio amateurs dezer dagen: de digitale mode FT8. Volgens kenners wordt momenteel de helft van het aantal QSO's in de wereld op HF in FT8 gemaakt. En daarin zit 'm meteen een deel van het succes: doordat er zo veel stations QRV zijn, is er altijd wat te werken.

In de aanloop naar onze expeditie in Liechtenstein wilde ik FT8 operationeel krijgen. Niet dat ik een woeste fan ben van digitale modes, maar bij een expeditie hoort ook dat je amateurs aan een nieuw land helpt, en gezien het aantal amateurs dat FT8 doet, is de kans groot dat we daar veel amateurs in de wereld een plezier mee doen. Dus WSJT-X gedownload en op de laptop gezet. Het aan de praat brengen van de software was geen rocket science: er zijn echt heel veel instructies op internet hoe je een en ander in moet stellen en daar ga ik niets extra's aan toevoegen. Het was niet veel anders dan software voor b.v. PSK of RTTY: je geluidskaart moet op een of andere manier met je computer kletsen, en je computer moet in staat zijn de PTT van je set te bedienen. Daar heb ik al sinds jaar en dag een zelf gebouwde interface voor die tussen mijn historische FT857 uit 2005 en de computer zit. Ook van zo'n interface zal ik je de details besparen: Google is je vriend. Idealiter gebruikt het programma ook nog de CAT interface zodat hij direct je set kan besturen, maar dat heb ik tot op de dag van vandaag niet aan de praat gekregen. Geen ramp, zonder CAT koppeling werkt het ook. Ik moet alleen met de hand de set afstemmen op de juiste FT8 frequentie en het programma laten weten op welke band ik werk. Als de CAT interface zou werken, hoef ik alleen maar de band te kiezen in WSJT-X en die schakelt dan zelf de band om en stelt de frequentie in. Daar ga ik nog wel eens naar kijken.

Vervolgens op de Tune knop gedrukt in het programma, de set op een Watt of 40 gezet, en de benodigde data zoals call en locator ingevuld. Wat ik er van gelezen had, zou de rest vanzelf gaan. Zender op enable, en ja hoor, hij begon CQ te geven.

Dit was niet de handigste methode om met FT8 te beginnen. Er komt toch nog wel wat meer bij kijken dan je call invullen en TX Enable drukken. Ik kan je aanraden om, als je iets met FT8 wil gaan doen, in elk geval een van de vele tips en trucs van andere amateurs te lezen. Ik vond die van Gary Hinson wel goed.

Uiteindelijk had ik me ingelezen en kon het DX-en beginnen. Zo had ik het althans begrepen. Amateurs die opgesloten zitten in een flat zouden nu met een draadje uit het raam verbindingen kunnen maken met de hele wereld, wat ze anders niet kunnen.

Ik wil dat toch even nuanceren.

Ik geloof onmiddellijk dat het amateurs, die anders geen deuk in een pakje boter sloegen in HF, nu veel meer QSO's oplevert. Maar dat is niet uitsluitend aan FT8 te danken. Om te beginnen ligt de WAF (Wife Acceptance Factor) van FT8 heel veel hoger dan dat van SSB. Per slot van rekening werkt 95% van de amateurs normaal gesproken in SSB. En de XYL heeft veel minder last van FT8 als van dat geschreeuw in een microfoon. Dus kan je langer doorgaan en maak je meer QSO's

Flauwekul natuurlijk, maar iets anders speelt wél een belangrijke rol, en dat is de manier waarop je met je vermogen omgaat. In SSB is het gemiddelde vermogen van je signaal maar 2% van je piekvermogen. In FT8 zou je theoretisch 100% van je vermogen kunnen gebruiken. Dat scheelt al een factor 50 en dat is 17dB: ongeveer 3 S-punten meer dan ten opzichte van SSB. Wim PA0WV heeft eens berekend dat om dezelfde resultaten van een 0,5W CW signaal in SSB te kunnen evenaren, je een 16kW lineair nodig zou hebben. En daar zit natuurlijk wél een groot verschil, wat verklaart waarom je in FT8 zoveel meer stations kunt werken dan in SSB.

Nou moet je wel uitkijken met je vermogen. Ik schreef net al dat ik mijn zender afregelde op ongeveer 40W. FT8 is weliswaar een Weak Signal Mode, maar geen Low Power Mode. Je zender op 100W zetten kan je een paar problemen opleveren. De meeste sets zijn niet berekend op een dutycycle van 100%. Ze worden veel te heet en als je geluk hebt, zit daar een beveiliging in die het vermogen terugregelt of de set uitschakelt. Mijn oude FT101 heeft geen van dit soort voorzieningen, en is echt niet gebouwd voor het 100% van de tijd leveren van zijn volle vermogen. Sterker nog: in de instructies voor het tunen van de eindtrap staat dat je maar 10 seconden (!) mag tunen, en daarna 30 seconden moet wachten tot de buizen weer wat afgekoeld zijn.

Maar ook veel lineairs zijn nog met buizen uitgerust, en niet gebouwd voor 100% dutycycle. Mijn PL519 lineair zou het ook niet overleven: die is echt voor SSB bedoeld. De reden dat die eindtrappen geen 100% dutycycle aankunnen is vrij eenvoudig: Kosten. De meeste eindbuizen worden ver boven hun specs bedreven, wat ze kortstondig best kunnen hebben. Maar niet continu. Dat is wel te maken, maar dan worden de lineairs factoren duurder en dat willen we niet betalen... Het mogelijke gevolg is dat je eindbuizen gewoon smelten, zie bijvoorbeeld de afbeelding hieronder waarbij de anode gedeformeerd is door de hitte. Er zijn ook voorbeelden waarbij zelfs het glas van de buis gesmolten is. Dus wees daar voorzichtig mee: weliswaar is de dutycycle van FT8 50%, maar in die 15 seconden dat je in de lucht bent, is het 100% vermogen als je niet oppast. Mijn PL519



zou dat absoluut niet overleven. 40W in plaats van 100W scheelt net iets meer dan een half S-punt, en dat gaat je de verbinding niet kosten. Daarnaast levert het op 100% zetten van je zender het risico van splatter op, en dat wordt je door je mede-amateurs niet in dank afgenomen.

Praktijkervaring

Inmiddels heb ik FT8 verbindingen gemaakt op 80, 30, 20 en 17m. Het werkt, en ja, je kunt leuke verbindingen maken. En er zijn stations QRV op banden waar je dat niet verwacht vanwege de condities. Ik heb o.a. Cyprus, Andorra (had ik nog niet) en Canada gewerkt. Niets wat ik CW ook niet zou kunnen. Ik kijk er als volgt tegenaan:

• Het is druk in FT8. En dan bedoel ik echt verschrikkelijk druk. Wat ook niet anders kan als letterlijk de halve wereld met FT8 in de lucht is. Alleen heb je maar 3kHz waarin die halve wereld zich afspeelt. De kans op onderlinge storing is dan ook levensgroot, want ook al denk je een vrij plekje op de waterval gevonden te hebben, een paar honderd km verder kan iemand anders dat ook denken. Die zie jij niet, maar Amerika b.v. wel. Gevolg: storing, en verbindingen die maar niet willen lukken.

• Wat daarbij ook niet helpt, is dat je in het heetst van de strijd niet ziet wat er in jouw uitzendwindow gebeurt. FT8 is 15 seconden op, 15 seconden af. Je kunt wel kiezen of je in het even of oneven window wil zenden. Maar wat er tijdens jouw uitzending gebeurt, zie je niet. Dan is immers de ontvanger niet actief. Het kan zomaar zo zijn dat inmiddels iemand is neergestreken op "jouw" lege plekje, en dan lukken je verbindingen niet meer. Af en toe je zender eens disablen en kijken wat er in het andere 15-seconden window gebeurt is echt geen overbodige luxe.

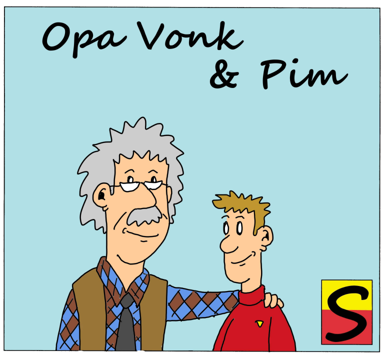
• Mijn ervaring is dat ik in CW eigenlijk dezelfde verbindingen kan maken als met FT8. En dat ik daar dezelfde moeite voor moet doen. Voorbeeld: Gisteravond (9 maart) deed ik pogingen om op 30m antwoord te geven op het CQ van een Braziliaan. Ik kreeg tot twee keer toe een rapport van -22 (en dat is echt zwak), maar hij hoorde daarna mijn rapport (-11) niet meer. De verbinding is dan ook niet succesvol afgesloten. Het gaat dus niet altijd goed, ook al is het Weak Signal Mode...

• Over dat verschil in rapporten gesproken: Ik kan me niet aan de indruk ontrekken dat er flink gebruik gemaakt wordt van lineairs onder FT8-adepten. Er zat 11dB verschil in het rapport van de Braziliaan en mijn rapport. Ten opzichte van mijn 40W betekent dat dat hij met ongeveer 500W moet hebben gezeten. Dat helpt natuurlijk niet om storingen te voorkomen, en maakt het speelveld ongelijk. Het doet me herinneren aan de tijd dat de 27MHz net vrijgegeven werd. Iedereen haalde toen zo'n elektronische visvergunning (MARC machtiging heette dat geloof ik) voor een 0,5W bakkie, en vervolgens kwam je daar de straat niet meer mee uit vanwege de slechts 22 kanalen waar iedereen op zat. Dus werden er 40W lineairs aangeschaft, maar ja, twee maanden later had iederéén zo'n lineair en kwam je wéér de straat niet uit, ook al had je 40W. Ik zie in FT8 momenteel iets soortgelijks gebeuren: gebruik van lineairs die kleine signaaltjes verpletteren. Maar het ging juist om die kleine signaaltjes...

• Mijns inziens is het succes van FT8 voornamelijk te danken aan het feit dat gewoon veel amateurs aanwezig zijn op een heel klein stukje spectrum. De kans op antwoord is dan ontzettend groot, waar je in SSB (of CW) soms minutenlang CQ moet geven om antwoord te krijgen. Er is in FT8 altijd wel iemand die antwoord geeft. En het voordeel is dat je alle stations in het 3kHz window tegelijk ziet. Ook dat helpt: je hebt meteen overzicht van de band activiteit. Dat de dichtheid van stations bijdraagt aan het succes, vergelijk ik met de Rendez-vous van de 72 club op de dinsdag, donderdag en zaterdag 0900 UTC. Het lukt me vrijwel altijd om een verbinding te maken met mijn 3W QRP zendertje tijdens dat uurtje. Waarom? Omdat op dát tijdstip, op díé frequentie, alle gelijkgestem-

den (QRP-liefhebbers) aanwezig zijn. Dan is er altijd wel iemand in Europa (of zelfs daarbuiten) waar je verbinding mee kunt maken. Zijn de condities richting Oost-Europa er niet op die tijd (wat de laatste 2-3 weken nogal eens het geval is), dan zitten er wel stations in het zuiden of noorden waar het mee lukt (Italië, Griekenland, Zweden). Door de concentratie van veel amateurs op een klein stukje spectrum is de kans op verbinding dan groot. En dat is precies wat er bij FT8 het geval is.

Het heeft me tot nu toe niet echt exotische verbindingen opgeleverd. De Braziliaan heeft me gehoord, maar die verbinding is niet gelukt. Ook het aanroepen van Amerikanen is niet altijd succesvol - waarschijnlijk vanwege het verschil in vermogen. Als er exoten CQ geven, lukt het me zelden om er doorheen te komen. Het zou zo moeten zijn dat de eerste die gedecodeerd wordt, antwoord krijgt (als Call 1st aangevinkt is). Ik weet niet hoe het decodeerproces werkt, maar als dat b.v. bij de lage frequenties start, zou je kunnen winnen door aan de onderkant van het spectrum te gaan zitten. Ik moet daar nog eens wat mee experimenteren. Dat FT8 werkt staat buiten kijf. Dat het amateurs die anders bijna geen verbindingen konden maken vanwege hun (antenne)situatie nu de mogelijkheid geeft om wél verbindingen te maken, geloof ik onmiddellijk. Maar FT8 is niet de wondermode waar het voor versleten wordt. Voor amateurs die normaal uitsluitend in SSB werken, zal er een wereld open gaan. En dat is het grootste deel van de amateurs, vandaar het grote enthousiasme voor deze digitale mode.



Pim stond met een bakje in zijn handen dat hij ergens uit zijn Opa's onderdelenmagazijn had getrokken. De meeste bakjes hadden opschriften die Pim niet veel zeiden, hoe goed hij ook inmiddels de weg wist in Opa's hobbyhok. "Zoek je wat, Pim?" vroeg Opa. "Ja, ik ben bezig met een elektronische antenneschakelaar. Voor ontvangst doe ik dat meestal met FETs, maar voor zenden wilde ik met diodes gaan schakelen. Ik zocht in uw bak met dioden naar een exemplaar die dik genoeg is om vermogen te kunnen schakelen, maar ik weet niet goed welke ik hebben moet", zei Pim. Opa pakte het bakje van hem aan, rommelde er wat doorheen en gaf hem een diode van niet meer dan een paar millimeter lang, in SMD uitvoering. "Neem deze maar", zei hij. Pim keek Opa wat onzeker aan. "Er moet een Watt of 10 doorheen. Kan zo'n klein ding dat aan?" vroeg hij. Opa moest erom lachen. "Ja, want dit is een PIN diode", was het antwoord. Nu werd Pim's blik nog wat onzekerder. "Is dat een soort diodefamilie? Zoals Zeners, Varicaps, dat soort spul?" vroeg hij. "Jazeker", antwoordde Opa. "PIN diodes hebben bijzondere eigenschappen en zijn zeker een aparte familie. Een PIN diode is een stroomgestuurde weerstand die werkt op HF en microgolf frequenties. Het is een silicium halfgeleiderdiode waarin een intrinsiek I-gebied met hoge weerstand is ingeklemd tussen een gebied van het P-type en het N-type (vandaar de naam PIN). Wanneer de PIN-diode in doorlaat gestuurd wordt, worden gaten en elektronen geïnjecteerd in het I-gebied. Deze ladingen vernietigen elkaar niet meteen; in plaats daarvan blijven ze gedurende een

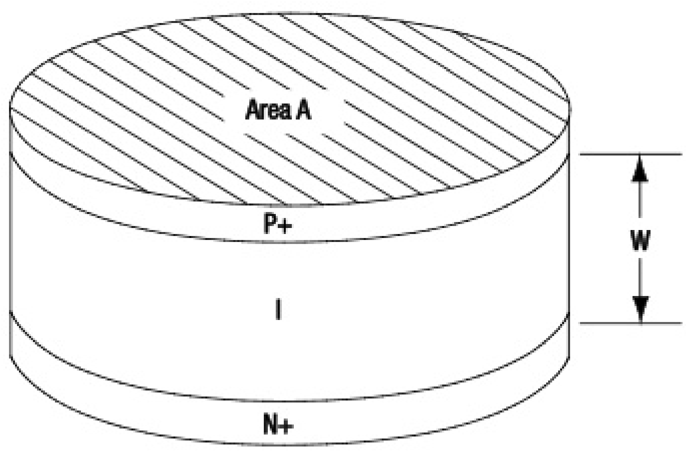


Figure 1. PIN Diode Cross-Section

bepaalde tijd in leven, de carrier-levensduur genoemd: t. Dit resulteert in een gemiddelde opgeslagen lading, Q, die de effectieve weerstand van het I-gebied tot een waarde R_S verlaagt.

Als de PIN diode op nul Volt of in sperrichting wordt aangesloten, is er geen lading opgeslagen in het I-gebied en lijkt de diode een condensator te zijn, C_T, waarover een parallelweerstand R_P staat.

PIN diodes worden met de volgende parameters beschreven:

R_S serieweerstand in doorlaat
C_T totale capaciteit bij 0V of sperspanning
R^D parallelweerstand bij 0V of sperspanning
V^R maximum toegestane sperspanning
τ carrier lifetime
Θ_{AV} gemiddelde thermische weerstand of:
P_D maximum gemiddelde power dissipatie
Θ_{PULSE} puls thermische impedantie of:
P_P maximum piek power dissipatie

Door de spelen met de breedte van het I-gebied en de diode P en N lagen, is het mogelijk om PIN diodes te maken met verschillende eigenschappen die resulteren in dezelfde R_S en C_T karakteristieken. Die diodes hebben wel hetzelfde klein-signaal gedrag, maar de diode met een dikker I-gebied is beter bestand tegen hoge sperspanningen en heeft ook betere vervormingseigenschappen, maar aan de andere kant heeft de dunnere diode een hogere schakelsnelheid.

Het is een algemene misvatting dat de carrier lifetime, τ, de enige parameter is die de laagste werkfrequentie bepaalt en de geproduceerde vervorming. Dat is wel een factor, maar net zo belangrijk is de dikte van de I-laag, W, die mede bepalend is voor de schakelfrequentie van de PIN diode.

Bij lage frequenties, onder de omschakeltijd van de I-laag, gedraagt de PIN diode zich als een gewone PN-diode. De diode gaat dan onder invloed van de aangelegde wisselspanning beurtelings in geleiding en krijgt in de andere periode de sperspanning voor zijn kiezen:

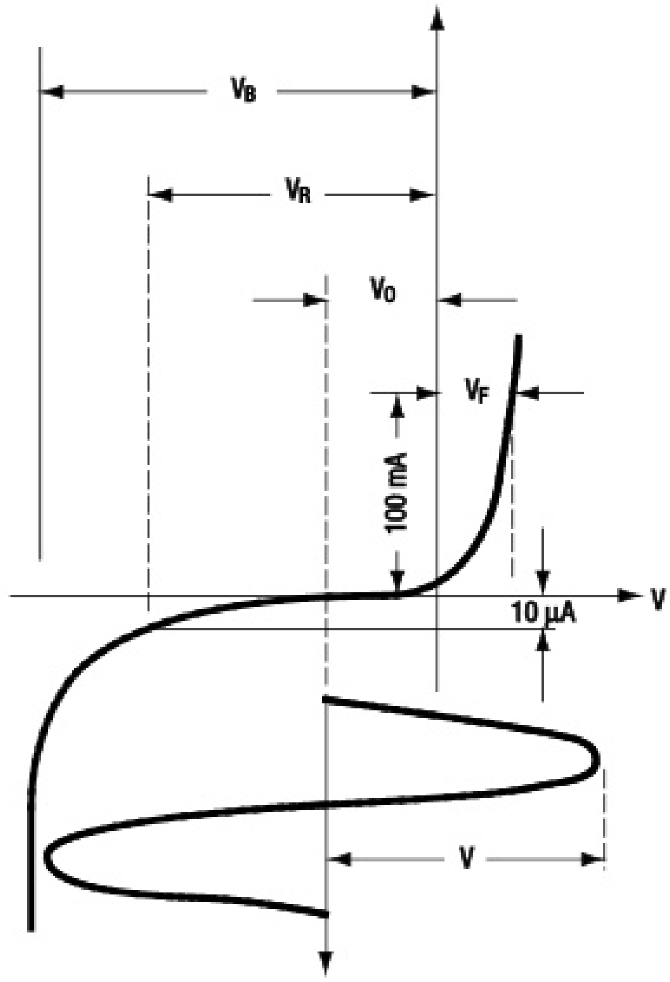


Figure 2. Typical PIN Diode I-V Characteristics

Als de PIN diode in doorlaat wordt geschakeld, moet de lading Q die in de I-laag wordt opgeslagen, groter zijn dan de totale lading die door de HF stroom wordt toe- of afgevoerd. Om daar zeker van te zijn, moet voldaan worden aan:

$$Q >> \frac{I_{HF}}{2\pi f}$$

En dat is nou het verschil tussen een gewone diode en een PIN diode: gedurende de hele periode van de aangeboden wisselspanning gaat de diode dus niet uit geleiding, zolang de lading in die I-laag maar niet afgebroken wordt. Daarom heeft een PIN diode dus een minimum frequentie waarop hij werkt. Doordat hij in geleiding blijft, kan hij veel meer vermogen schakelen dan je op basis van zijn specificaties en de gebruikte stroom om hem in geleiding te

brengen, zou verwachten. Nou weet ik dat je een hekel aan formules hebt, maar soms is het wel handig om je te behoeden voor erg grote stommiteiten. Er zijn er een heleboel waarmee je kunt rekenen aan PIN diodes, maar een belangrijke is die waarmee je het maximale vermogen uit kunt rekenen dat je met zo'n diode kunt schakelen. De basis is deze:

$$P_A = \frac{P_D Z_0}{R_S}$$

waarin P_A het vermogen is wat de diode kan verwerken, P_D de maximale dissipatie van de diode, Z_0 de karakteristieke impedantie waar de diode mee werkt (meestal 50Ω) en R_S de weerstand van de PIN diode in doorlaat. Deze gegevens kan je gewoon uit de datasheet halen.

Maar als de SWR beroerd wordt, dan komt het er wel even anders uit te zien. Laten we voor de SWR de letter σ gebruiken. Bij een slechte SWR wordt de formule dan:

$$P_A = \frac{P_D Z_0}{R_S}\left(\frac{\sigma + 1}{2\sigma}\right)^2$$

Bij een hele slechte SWR nadert de laatste term naar 1/4, dus kan de diode een factor 4 minder vermogen verdragen dan bij een SWR van 1. Wat betekent dat in de praktijk: Laten we een PIN-diode nemen die een P_D heeft van 0,25W en een R_S van 1Ω in doorlaat mode. We gaan er even vanuit dat de SWR netjes 1 is, zodat het stukje formule waarin de σ voorkomt, niet mee hoeven te nemen. Die wordt namelijk 1 bij een SWR van 1. Vullen we alles in in de formule, dan is het resultaat:

$$P_A = \frac{P_D Z_0}{R_S} = \frac{0.25 * 50}{1} = 12.5\text{W}$$

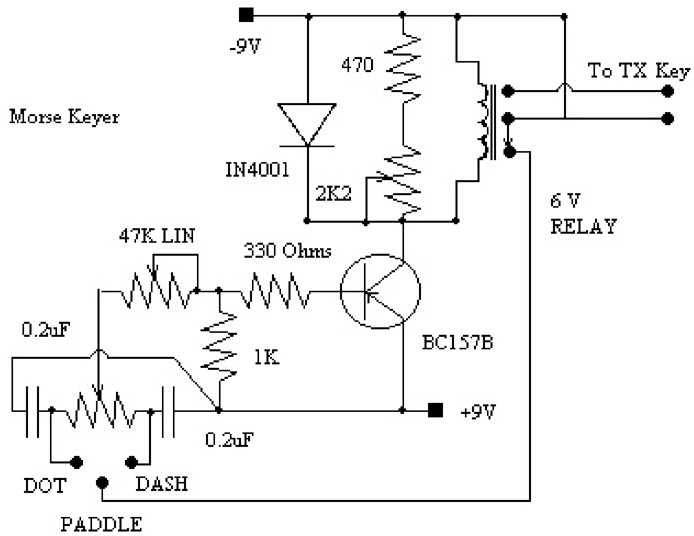
Ofwel: een PIN diode die 0,25W mag dissiperen, kan een vermogen schakelen van 12,5 Watt. Vandaar dat ik je die kleine diode gaf: die kan die 10W van jou wel aan. Mits je ervoor zorgt dat de SWR netjes blijft. Als je een keer vergeet de antenne aan te sluiten, mag het maximum vermogen nog maar een kwart van die 12,5W zijn en dat is een dikke 3W. Daar moet je dus wel op letten", besloot Opa. Pim keek zijn Opa bewonderend aan. "Dat u dat allemaal weet", zei hij. "Ik had nog nooit van een PIN diode gehoord, laat staat dat ik wist hoe het werkte", zei hij. "Ze zijn er in alle soorten en maten", zei Opa. "Er zijn er zelfs die in antennetuners voor omroepzenders worden gebruikt. Die kunnen een paar kW schakelen. Uiteraard zijn die wel wat groter, de stromen in doorlaatrichting worden dan Ampères en de sperspanningen een paar honderd Volt, maar nog steeds is het vermogen wat de diode mag dissiperen vele malen kleiner dan wat hij moet schakelen. Doordat diodes veel sneller schakelen dan relais, kan je veel sneller een antennesysteem tunen en geeft het ook geen vonkvorming zoals bij relais die grote vermogens moeten schakelen, het geval kan zijn. Voor onze toepassingen volstaan de typen die redelijke vermogens tot b.v. 100W kunnen schakelen". Pim knikte, nog steeds verbaasd over de mogelijkheden van een PIN diode, en vroeg: "Je kunt een PIN diode dus niet vervangen door b.v. een gewone klein-signaal diode?". Opa schudde van nee. "De crux zit 'm erin dat de PIN diode in geleiding blijft bij het aanleggen van een sperspanning, omdat dat opgevangen wordt door de lading in de I-laag. Dat heeft een PN-diode niet: die spert gewoon. En daarom kan je een PIN diode niet zomaar vervangen door een gewone diode". Pim knikte begrijpend, keek nog eens naar het kleinood in zijn hand en liep naar de werkbank waarop hij zijn antenneschakelaar aan het bouwen was.

Eén-transistor morse keyer

Tegenwoordig is het bouwen van keyers bijna altijd gebaseerd op een of andere microprocessor met geheugens, iambic modes en meer van die toegevoegde handigheden die in software makkelijk te realiseren zijn. Maar er was natuurlijk een tijd dat de Arduino Nano's nog niet voor $2 te krijgen waren, en niet iedereen een cross-compiler op zijn Windows 1.0 had. Toen werden keyers gebouwd met printen vol TTL logica, om de vereiste punten en strepen te krijgen. Hoewel... Ook dat niet overal. Daar was in India helemaal geen geld voor, en de spullen waren daar ook niet te krijgen. Dat je daardoor vindingrijk wordt, bewijst deze schakeling. Er wordt gebruik gemaakt van 1 enkele PNP transistor, in deze beschrijving de BC157, maar elke TUP zal het wel doen (2N3906 bijvoorbeeld, grijpvoorraad voor veel amateurs). En daarmee wordt een complete keyer gerealiseerd. Hoe werkt het?

In rust ligt de basis van de transistor via de weerstanden van 330Ω en 1kΩ aan massa. Je moet even omdenken, omdat hier van een PNP transistor gebruik gemaakt wordt. De +9V is in dit geval massa. Druk je op DOT, dan wordt de linker condensator geladen (die zijn 0,2µF, dus in de praktijk 220n) via het Normally Closed contact van het relais. Het relais trekt hierdoor aan, want de spanning komt tevens via de instelpotmeter van 10k (wat niet in het schema staat), de potmeter van 47k en de weerstand van 330Ω op de basis van de transistor terecht. Door het aantrekken van het relais valt de spanning op de paddle weg, waardoor de condensator zich gaat ontladen via dezelfde route. Valt het relais af, dan staat er weer spanning op de paddle en begint het spelletje weer van voren af aan.

Druk je op DASH, dan gebeurt hetzelfde, maar nu wordt de rechter condensator gebruikt. De potmeter van 10k tussen de twee condensatoren bepaalt de verhouding tussen

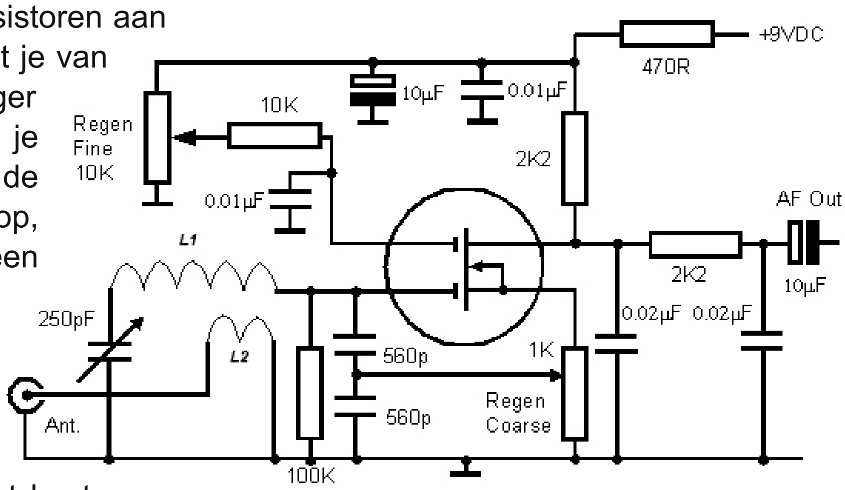


punt en streep en moet dus op de verhouding 1:3 afgeregeld worden. De 47k potmeter is de snelheidsinstelling en kan je op de voorkant van een eventueel kastje monteren. En de 2k2 instelpotmeter zorgt volgens de oorspronkelijke documentatie voor de meest prettige werking van de keyer.

Naschrift van de redactie: ik heb 'm zelf nog niet gebouwd, maar heb mijn ernstige bedenkingen bij dit ontwerp. Om te beginnen die 1k weerstand naar massa. Die vormt met de 47k weerstand een spanningsdeler. Maar als je de 10k potmeter voor de punt-streepverhouding even niet meetelt, is de deling ongeveer 1:50. 9V gedeeld door 50 is 180mV. Ik geloof nooit dan een Silicium PNP daar op open gaat. Die potmeter voor de snelheid zou niet meer dan 10k mogen zijn. Daarnaast: de RC tijd is dan 2ms, overeenkomend met 500Hz. Zo snel sein ik niet. En zodra het relais afvalt, komt deze meteen weer op doordat de paddle weer spanning krijgt. De lengte van de pauze tussen de symboolelementen (de punten en de strepen) is dus onafhankelijk van de seinsnelheid. Ik ga het nog eens een keertje testen, want waarschijnlijk wordt de werking meer bepaald door de eigenschappen van het relais dan door die van de elektronica. Een leuk experiment is het dan weer wel. Wie probeert het eens...

Eén-transistor 80-40m ontvanger

Nou we toch met enkele transistoren aan het knutselen zijn: wat dacht je van een één-transistor ontvanger voor 80-40m. De bedoeling is dat je deze ontvanger aansluit op de geluidskaart van je computer of laptop, maar je kunt er natuurlijk ook een LM386 achter plakken om het geluid op huiskamerniveau te brengen. Dit ontwerpje is in staat om AM, SSB en CW te ontvangen, omdat deze werkt volgens het superregeneratieve principe. Voor wie de kreet niet kent: een superregeneratieve ontvanger (kortweg superreg) is feitelijk een zelfoscillerende ontvanger. Voor AM wordt de terugkoppeling (Regen Coarse) zover opgedraaid dat de ontvanger op het randje van oscilleren wordt gebracht. Dat heeft twee effecten: de gevoeligheid van de ontvanger wordt maximaal, en de selectiviteit ook. Draai je de terugkoppeling verder in, dan gaat de ontvanger oscilleren en daardoor kan je signalen ontvangen die een extra draaggolf nodig hebben, zoals dus SSB en CW. Het nadeel van dit soort zelfoscillerende ontvangers is dat ze het oscillatorsignaal ook weer uitzenden. En dat kan dan amateurs in de directe omgeving storen. In de beginperiode van de radio heette dat de Mexicaanse Hond, vanwege het gehuil dat dan uit de radio ontvanger van de buren kwam door interferentie met de omroepzender.



De gebruikte transistor is een VHF dual gate mosfet. In het originele ontwerp zat een 3SK45, maar een 40673, 3N201, 3SK88, BF961, BF981, of elke andere soortgelijke dual gate mosfet gaat het ook wel doen. Voor L1 gebruik je 30 windingen geïsoleerd draad op een stuk 12mm installatiebuis. De antennekoppelspoel L2 is 5 windingen over L1 heen gewonden. Met deze spoel kan je van 3,5 MHz tot ongeveer 7MHz afstemmen. Gebruik meer windingen voor lagere frequenties, en minder voor hogere frequenties. Voor frequenties boven 15MHz moet je 220pF condensatoren gebruiken in plaats van de 560pF condensatoren. De laagfrequent uitgang van de ontvanger kan je zoals gezegd met de microfooningang van je computer verbinden, of met een laagfrequent versterker zoals een LM386. Het staat niet met zoveel woorden vermeld, maar g1 van de mosfet komt aan de spoel, en de fijnregeling van de terugkoppeling komt aan g2.

Voor AM ontvangst zet je de fijnregeling ongeveer op de helft, en daarna zet je de grove regeling (coarse) iets onder het punt waar hij gaat oscilleren. Stem nu op het AM station af met de afstemcondensator. Voor SSB of CW ontvangst zet je de coarse regelaar net boven het punt waar hij gaat oscilleren. Stem weer op het SSB/CW station af met de afstemcondensator. Om het makkelijk te maken beïnvloeden alle regelaars elkaar...

Heel sterke SSB signalen trekken de ontvanger uit frequentie tijdens spraakpieken. CW en AM ontvangst zijn heel goed. De selectiviteit is verbazend goed voor een ontvanger met maar één afgestemde kring.

Voor de voeding kan je een 9 Volt batterij gebruiken (6F22 of PP3). Gebruik je een netvoeding, zorg er dan voor dat deze goed afgevlakt en gestabiliseerd is. Verbind GEEN voeding die een hoop stroom kan leveren met

de microfooningang van je computer.

Zoals ik al schreef wordt er bij ontvangst van SSB of CW wat oscillatorvermogen uitgestraald door de antenne. Vooral buizenontvangers met dit principe waren berucht door de storing die ze veroorzaakten. Hoewel het uitgestraald vermogen van deze schakeling minder dan 1 mW zou moeten zijn, heeft RX3G (Mr. 72) inmiddels al verbindingen met 8 landen op zijn naam staan die gemaakt zijn met 1mW. Knoop dus geen beam aan deze ontvanger...



Afdelingsnieuws

In de week van 6 - 13 april gaat er weer een delegatie van de club naar Steg in Liechtenstein. Dit jaar zijn van de partij: Mans PA2HGJ, Robert PA2RDK, Frank PA3CNO, Gert PE0MGB en Piet PE1FLO. Oorspronkelijk zou Henny PA3HK ook aansluiten, maar die is helaas door een niet uit te stellen medische ingreep verhinderd. Dit jaar gaan we experimenteren met een vlieger antenne: de 80m lange antenne die als halvegolf onder de ballon hing vorig jaar, gaat nu met een vlieger omhoog als alles meewerkt. Dat leverde vorig jaar booming signalen op in vooral de 160m band, dus we zijn benieuwd of de vlieger een vergelijkbaar resultaat levert.

Tot een week of 3 geleden werkte de Echolink op de lokale repeater HB9BB nog, maar die is sindsdien offline. Kontakt met de beheerders van de repeater leerde dat er een audio probleem is met de Echolink. Stefan HB0TR heeft mij beloofd om zaterdag 30 maart ter plaatse te gaan om te kijken of hij het probleem kan verhelpen. Als dat lukt, zijn we te bereiken via de Echolink van HB9BB. De status van de repeater kan je vinden op https://hb9bb.ch

De auto van Robert PA2RDK is voorzien van APRS maar ook van een LoRa tracker. Je kunt onze reis op APRS volgen via aprs.fi; de call is PA2RDK-8. Daarnaast houden we uiteraard Facebook bij waarop we de reis beschrijven. Nieuw dit jaar zal het gebruik van de mode FT8 zijn: naast veel CW en een beetje SSB zal FT8 regelmatig in de lucht zijn. Let op het cluster, want daar zullen we wel gemeld worden...



Onze hut ten tijde van dit schrijven.

Afdelingsbijeenkomsten

De eerste bijeenkomst op 10 april valt midden in onze expeditie, maar de club is gewoon open en de QSL-manager zal er zijn voor het uitwisselen van de kaarten. Onze planning is om die avond een bezoek te brengen aan de bijeenkomst van de Liechtensteinse amateurs, die ook op 10 april plaatsvindt, dus een QSO met het clubhuis zit er die avond niet in. Op 24 april is de tweede bijeenkomst van de maand, waarop we weer terug zijn om verslag te doen van de reis.